



07

DE 197 05 767 C 2

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 Patentschrift
10 DE 197 05 767 C 2

51 Int. Cl.⁶:
G 01 R 15/18

21 Aktenzeichen: 197 05 767.5-35
22 Anmeldetag: 14. 2. 97
43 Offenlegungstag: 27. 8. 98
45 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 2. 9. 99

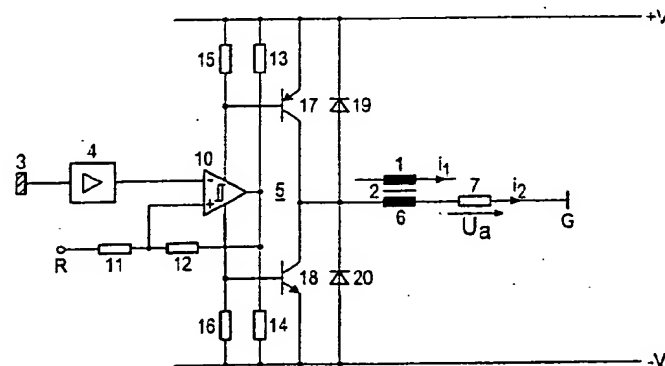
Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:
Vacuumschmelze GmbH, 63450 Hanau, DE
74 Vertreter:
Epping, W., Dipl.-Ing. Dr.-Ing., Pat.-Anw., 82131
Gauting

72 Erfinder:
Friedrich, Lenhard, Dipl.-Ing., 63452 Hanau, DE
56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:
DE 37 15 789 C2
DE 2 95 20 066 U1
EP 06 91 544 A2
EP 3 56 248 A1

54 Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip

57 Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip, bei dem das von einer vom zu messenden Strom durchflossenen Primärwicklung (1) erzeugte Magnetfeld durch den Kompensationsstrom in einer Sekundärwicklung (6) kompensiert wird und bei dem zur Steuerung des Kompensationsstromes mindestens ein vom Magnetfeld beeinflusster Sensor (3) Abweichungen vom Nullfluß erfaßt und diesen Meßwert einer Treiberschaltung (5) zur Erzeugung des Kompensationsstromes, wobei an den Ausgang der Treiberschaltung (5) die Sekundärwicklung (6) in Reihe zu einem Abschlußwiderstand (7) angeschlossen ist und am Abschlußwiderstand (7) eine dem zu messenden Strom proportionale Spannung (U_a) anliegt, dadurch gekennzeichnet, daß die Treiberschaltung (5) eine getaktete Verstärkeranordnung (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, die aus dem von der Auswerteschaltung (4) bereitgestellten linearen Meßwert einen entsprechenden pulsweitenmodulierten Kompensationsstrom zur Speisung der Sekundärwicklung (6) und des Abschlußwiderstandes (7) generiert, daß die Treiberschaltung (5) ferner einen Pulsweitenmodulator (10, 11, 12; 21, 22) zur Erzeugung eines pulsweitenmodulierten Steuersignals aus dem Meßwert sowie zwei durch das pulsweitenmodulierte Steuersignal gegenphasig zueinander ausgesteuerte Gegentaktendstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, daß die Sekundärwicklung (6) aus zwei Teilwicklungen (6', 6'') besteht, die jeweils in Reihe zu einem Abschlußwiderstand (7', 7'') zwischen die Ausgänge der beiden Gegentaktendstufen (13 bis 20, 13' bis 20') und ein Bezugspotential (G) geschaltet sind, und daß die Windingenden der Teilwicklungen derart an die Gegentaktendstufen (13 bis 20, 13' bis 20') angeschlossen sind, daß jede Teilwicklung (6', 6'') jeweils einen eigenen Kompensationsstrom und jeder Abschlußwiderstand (7', 7'') jeweils einen eigenen dem jeweils zu messenden Strom proportionale Einzelspannung liefert, wobei die dem zu messenden Gesamtstrom proportionale Spannung (U_a) gleich der Differenz der Einzelspannungen ist.



DE 197 05 767 C 2

Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip, bei dem das von einer vom zu messenden Strom durchflossenen Primärwicklung erzeugte Magnetfeld durch den Kompensationsstrom in einer Sekundärwicklung kompensiert wird und bei dem zur Steuerung des Kompensationsstromes mindestens ein vom Magnetfeld beeinflusster Sensor Abweichungen vom Nullfluß erfaßt und diesen Meßwert einer Treiberschaltung zur Erzeugung des Kompensationsstromes zuführt, wobei an den Ausgang der Treiberschaltung die Sekundärwicklung in Reihe zu einem Abschlußwiderstand angeschlossen ist und am Abschlußwiderstand eine dem zu messenden Strom proportionale Spannung anliegt.

Ein derartiger Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip ist beispielsweise aus der DE 295 20 066 U1, der EP 356 248 und der EP 691 544 bekannt und in Fig. 6 der Zeichnung dargestellt. Der zu messende Strom I_1 fließt dabei durch die Primärwicklung 1 eines Stromtransformators, der beispielsweise einen Magnetkern 2 sowie einen den Magnetfluß im Magnetkern 2 messenden Sensor 3 aufweist.

Der Sensor 3 besteht zum Beispiel aus einem in die Sättigung gesteuerten Transformator mit rechteckförmiger Magnetisierungskennlinie. Die Ausgangsspannung des Sensors 3 wird in einer nachgeschalteten Auswerteschaltung 4 aufbereitet, der wiederum eine Treiberschaltung 5 nachgeschaltet ist. Der Ausgang der Treiberschaltung 5 ist über die Sekundärwicklung 6 des Stromtransformators und einen Abschlußwiderstand 7 mit einem Bezugspotential verbunden.

Der zu messende Strom erzeugt nun über die Primärwicklung 1 einen magnetischen Fluß im Magnetkern 2, der vom Sensor 3 erfaßt wird. Die dem Sensor 3 nachgeschaltete Auswerteschaltung 4 liefert ein von der Größe und Richtung des Magnetfeldes im Magnetkern 2 abhängiges Signal an die Treiberschaltung 5, die einen Kompensationsstrom I_2 durch die Sekundärwicklung 6 treibt. Der Kompensationsstrom I_2 ist so gerichtet, daß sein Magnetfeld den Magnetfluß im Magnetkern 2 kompensiert. Der Strom in der Sekundärwicklung 6 wird vom Sensor 3 in Verbindung mit der Auswerteschaltung 4, der Treiberschaltung 5 sowie der Sekundärwicklung 6 so lange geändert, bis das Magnetfeld im Magnetkern 2 zu Null wird. Damit ist der Strom I_2 in der Sekundärwicklung 6 ein Maß für den Augenblickswert des zu messenden Stromes I_1 in der Primärwicklung 1, wobei sowohl Gleich- als auch Wechselströme erfaßt werden können. Der Strom I_2 fließt außerdem über einen Abschlußwiderstand 7, an dem die Ausgangsspannung U_a des Stromsensors abfällt, die dadurch in Größe und Phasenlage dem zu messenden Strom I_1 in der Primärwicklung 1 entspricht.

Der maximal meßbare Strom $i_{1\max}$ des Kompensationsstromsensors ist dabei:

$$i_{1\max} = w_2 \cdot (U_V - U_B) / (R_i + R_a)$$

wobei w_2 gleich der Sekundärwindungszahl, U_V gleich der Versorgungsspannung, U_B gleich dem Spannungsabfall in der Treiberstufe 5, R_i gleich dem Innenwiderstand der Sekundärwicklung 6 und R_a gleich dem Widerstandswert des Abschlußwiderstandes 7 ist.

Da bei gleichem Wickelvolumen der Innenwiderstand R_i mit der Windungszahl w_2 wächst, können die höchsten Ströme mit Kompensationsstromsensoren mit niedrigen Windungszahlen gemessen werden. Bei gleichem Primärstrom erfordert dies jedoch einen höheren Ausgangsstrom der Treiberschaltung. In gleichem Maße nimmt damit auch die Verlustleistung in der Treiberschaltung zu. Die höchste Verlustleistung in der Treiberschaltung ergibt sich bei einem

üblicherweise verwendeten Linearverstärker im Falle der Leistungsanpassung, bei der der Spannungsabfall U_B in der Treiberstufe 5 gleich der halben Versorgungsspannung U_V ist. Zum Abführen der durch die Verlustleistung entstehenden Wärme in der Treiberstufe müssen beispielsweise die Endtransistoren der Treiberstufe gekühlt werden, was zusätzlichen Aufwand und zusätzlichen Raumbedarf erfordert. Andernfalls bleibt nur die Möglichkeit, die Mindestwindungszahl heraufzusetzen und damit den maximal meßbaren Strom zu begrenzen.

Aufgabe der Erfindung ist es, einen nach dem Kompensationsprinzip arbeitenden Stromsensor der genannten Art anzugeben, der diese Nachteile hinsichtlich Raumbedarf oder Begrenzung des maximal meßbaren Stromes nicht aufweist.

Die Aufgabe wird erfindungsgemäß durch einen Stromsensor gemäß Patentanspruch 1 gelöst. Ausgestaltungen und Weiterbildungen des Erfindungsgedankens sind Gegenstand von Unteransprüchen.

Erfindungsgemäß wird der eingangs genannte Stromsensor derart weitergebildet, daß als Treiberschaltung eine getaktete Verstärkerschaltung verwendet wird. Die getaktete Verstärkeranordnung generiert aus dem von der Auswerteschaltung bereitgestellten linearen Signal einen entsprechenden pulsweitenmodulierten Strom zur Speisung der Sekundärwicklung und des Abschlußwiderstandes. Durch Verwendung einer getakteten Treiberschaltung wird erreicht, daß die Verlustleistung in der Treiberschaltung gering gehalten werden kann. Denn die Endstufentransistoren, an denen üblicherweise nahezu die gesamte Verlustleistung abfällt, sind entweder voll durchgeschaltet oder voll abgeschaltet. Da im gesperrten Zustand die Verlustleistung an den Endstufentransistoren nahezu Null ist und im eingeschalteten Zustand die Verlustleistung durch den in diesen Fall relativ geringen Spannungsabfall und dem durch sie fließenden Strom bestimmt wird, ergibt sich insgesamt eine äußerst geringe Verlustleistung und damit eine geringe Wärmeentwicklung, die nicht durch aufwendige Kühlmaßnahmen abgeführt werden muß. Der erforderliche Kompensationsstrom wird dabei durch ein entsprechendes Pulsbreitenverhältnis eingestellt. Aufgrund des höheren maximalen Kompensationsstromes lassen sich geringere Windungszahlen realisieren und es werden somit höhere Ströme bei gleichem Bauvolumen meßbar. Daraus ergibt sich der Vorteil, daß die erfindungsgemäßen Stromsensoren bisherige Kompensationsstromsensoren bei erhöhtem zu messenden Strom ohne weitere Maßnahmen ersetzen können, da aufgrund der geringeren Verlustleistung sowohl die Abmessungen als auch die Dimensionierung der Spannungsversorgung gleich bleiben können oder bei gleichem zu messenden Strom die Abmessungen verringert werden können.

Bei einer Weiterbildung der Erfindung enthält die Treiberschaltung einen Pulsweitenmodulator, der aus dem linearen Meßwert des Sensors ein pulsweitenmoduliertes, rechteckförmiges Steuersignal erzeugt, sowie zwei in Brückenschaltung betriebene Gegentaktendstufen. Dieses pulsweitenmodulierte Steuersignal wird den beiden in Brückenschaltung betriebenen Gegentaktendstufen zugeführt. Die Ausgänge der beiden Gegentaktendstufen, zwischen die die Reihenschaltung aus Sekundärwicklung und Abschlußwiderstand geschaltet ist, liefern dabei zueinander gegenphasige Signale. Die Gegenphasigkeit kann dabei beispielsweise dadurch erzielt werden, daß beide Gegentaktendstufen durch das gleiche pulsweitenmodulierte Steuersignal angesteuert werden, wobei eine der Gegentaktendstufen invertierend und die andere nichtinvertierend ausgeführt ist, oder daß beide Gegentaktendstufen gleichphasige Übertragungseigenschaften aufweisen, jedoch gegenphasig angesteuert werden. Der Vorteil dabei ist, daß bei einer unipolaren Ver-

sorgungsspannung sowohl positive wie auch negative Kompensationsströme erzeugt werden können. Zwar ist die dem zu messenden Strom proportionale Ausgangsspannung nicht massebezogen, jedoch ist die Weiterverarbeitung sogenannter schwimmender Spannungen mit einem Differenzverstärker unproblematisch. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die Versorgungsspannung und die Windungszahl herabzusetzen, so daß trotz geringerer Versorgungsspannung der Meßbereich nicht verkleinert wird.

Bei einer anderen Weiterbildung der Erfindung ist vorgesehen, daß die Treiberschaltung einen Pulsweitenmodulator zur Erzeugung eines pulsweitenmodulierten Steuersignals aus dem linearen Meßwert sowie zwei durch das pulsweitenmodulierte Steuersignal gegenphasig zueinander angesteuerte Gegentakstufen aufweist. Dabei besteht die Sekundärwicklung aus zwei Teilwicklungen, die jeweils in Reihe zu einem Abschlußwiderstand zwischen die Ausgänge der beiden Gegentakstufen und ein Bezugspotential geschaltet sind. Die Wicklungsenden der Teilwicklungen sind derart an die Gegentakstufen angeschlossen, daß jede Teilwicklung jeweils einen eigenen Kompensationsstrom und jeder Abschlußwiderstand jeweils eine eigene, dem jeweils zu messenden Strom proportionale Einzelspannung liefert. Dabei ist die dem zu messenden Gesamtstrom proportionale Spannung gleich der Differenz der Einzelspannung. Vorteilhaft ist hier, daß beide (bipolare) Versorgungspotentiale gleichmäßig belastet werden. Außerdem wird die treibende Spannung verdoppelt, so daß der zu messende Strom bei gleichem Übersetzungsverhältnis verdoppelt wird.

Bevorzugt wird zwischen Sensor und Treiberschaltung eine Auswerteschaltung zur Aufbereitung des vom Sensor bereitgestellten Meßwertes geschaltet. Damit läßt sich vorteilhafterweise das Ausgangssignal des Sensors an die jeweiligen eingangsseitigen Erfordernisse der Treiberschaltung anpassen.

Zur Pulsweitenmodulation kann insbesondere ein Schmitt-Trigger, an dessen Eingang der Meßwert des Sensors angelegt wird, oder ein Komparator, dessen einem Eingang der Meßwert des Sensors zugeführt wird und an dessen anderen Eingang ein dreieckförmiges Taktsignal angelegt ist, vorgesehen werden. Im Falle des Schmitt-Triggers erfolgt dabei eine Selbsttaktung, während im Falle des Komparators in Verbindung mit dem dreieckförmigen Taktsignal eine Fremdtaktung durch das Taktsignal erfolgt. Damit lassen sich mit geringem schaltungstechnischen Aufwand Anordnungen zur Pulsweitenmodulation realisieren.

Schließlich kann eine der beiden Gegentakstufen in Bipolartechnik und die andere in MOS-Technik ausgeführt werden. Für die Gegentakstufe in MOS-Technik können zur Ansteuerung im wesentlichen die zur Ansteuerung der Gegentakstufe in Bipolartechnik vorgesehenen Mittel verwendet werden, so daß der zusätzliche Aufwand für die Gegentakstufe in MOS-Technik sich im wesentlichen auf die Endstufentransistoren beschränkt und damit der zusätzliche technische Aufwand äußerst gering ist.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in den Figuren der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispiele näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 ein erstes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Stromsensors mit einer Halbbrücke,

Fig. 2 ein zweites Ausführungsbeispiel mit einer Vollbrücke,

Fig. 3 ein drittes Ausführungsbeispiel mit einer Vollbrücke in Bipolartechnik mit verringertem Aufwand,

Fig. 4 ein viertes Ausführungsbeispiel in Vollbrückenschaltung unter Verwendung von Bipolar- und MOS-Technik,

Fig. 5 ein fünftes Ausführungsbeispiel mit zwei Gegentakstufen und einer zwei Teilwicklungen aufweisenden Sekundärwicklung und

Fig. 6 einen Stromsensor nach dem Stande der Technik.

Bei der Ausführungsform nach Fig. 1 wird ein zu messender Strom i_1 durch eine Primärwicklung 1 eines Stromtransformators geleitet, der zudem einen Magnetkern 2 sowie eine über den Magnetkern 2 magnetisch gekoppelte Sekundärspule 6 aufweist. Ein Sensor 3 ist dabei derart mit dem Magnetkern 2 gekoppelt, daß er den Magnetfluß im Magnetkern 2 mißt. Der Sensor 3 besteht beispielsweise aus einem in die Sättigung gesteuerten Transformator mit rechteckförmiger Magnetisierungskennlinie oder einem Hall-Sensor. Eine dem Sensor nachgeschaltete Auswerteschaltung 4 bereitet den vom Sensor 3 gelieferten linearen Meßwert auf und leitet den aufbereiteten, beispielsweise verstärkten und gefilterten Meßwert an eine Treiberschaltung 5 weiter. Die Treiberschaltung 5 enthält einen Schmitt-Trigger 10, dessen invertierender Eingang an den Ausgang der Auswerteschaltung 4 angeschlossen ist und dessen nicht invertierender Eingang zum einen über einen Widerstand 11 mit einem Referenzpotential R und zum anderen über einen Widerstand 12 mit seinem Ausgang verbunden ist. Der Schmitt-Trigger 10 seinerseits besteht beispielsweise aus einem mit Widerständen entsprechend beschalteten Komparator oder Operationsverstärker. Der Ausgang des Schmitt-Triggers 10 ist darüber hinaus über einen Widerstand 13 mit einem positiven Versorgungspotential $+V$ und über einen Widerstand 14 mit einem negativen Versorgungspotential $-V$ gekoppelt. Anstelle der beiden Widerstände 13 und 14 kann jedoch auch in gleicher Weise ein einziger Widerstand vorgesehen werden, der zwischen den Ausgang des Schmitt-Triggers 10 und ein Bezugspotential G geschaltet ist. Die Spannungsversorgung des Schmitt-Triggers 10 erfolgt jeweils unter Zwischenschaltung eines Widerstandes 15 bzw. 16 mittels des positiven Versorgungspotentials $+V$ bzw. des negativen Versorgungspotentials $-V$. Die beiden Spannungsversorgungszweige dienen darüber hinaus zur Ansteuerung zweier Endstufentransistoren 17 und 18. Deren Basisanschlüsse sind jeweils an die Versorgungsanschlüsse des Schmitt-Triggers 10 angeschlossen und somit über den Widerstand 15 bzw. den Widerstand 16 mit dem positiven Versorgungspotential $+V$ bzw. dem negativen Versorgungspotential $-V$ gekoppelt. Der Emitter des Transistors 17, der vom pnp-Typ ist, ist an das positive Versorgungspotential $+V$ und der Transistor 18, der vom npn-Typ ist, ist an das negative Versorgungspotential $-V$ angeschlossen. Die Kollektoren der beiden Transistoren 17 und 18 sind – den Ausgang der Gegentakstufe und damit einen Ausgang der Treiberschaltung 5 bildend – miteinander gekoppelt und über jeweils eine als Freilaufdiode wirkende Diode 19 bzw. 20 in Sperrichtung an das positive Versorgungspotential $+V$ bzw. an das negative Versorgungspotential $-V$ angeschlossen. Darüber hinaus sind die gekoppelten Emmitter der Transistoren 17 und 18 über die Sekundärwicklung 6 und einen in Reihe dazugeschalteten Abschlußwiderstand 7 an das Bezugspotential G angeschlossen. Durch die Taktung der Endstufentransistoren 17 und 18 läßt sich die Verlustleistung über diesen Transistoren relativ gering halten, so daß insgesamt ein höherer Strom i_2 erzeugt werden kann. Das wiederum führt dazu, daß auch der zu messende Strom i_1 einen höheren Maximal-

wert aufweisen darf. Dabei können auch die Windungszahlen gering gehalten werden. Das Glätten des pulsweitenmodulierten, also getakteten Stromes i_2 erfolgt mittels der Induktivität der Sekundärwicklung 6.

Die Ausführungsform gemäß Fig. 2 ist gegenüber der in Fig. 1 gezeigten Ausführungsform dahingehend abgeändert, daß anstelle des Schmitt-Triggers 10 aus Fig. 1 nun ein Komparator 21 in gleicher Beschaltung verwendet wird. Lediglich der nicht invertierende Eingang des Komparators 21 ist nunmehr nicht mehr mit den Widerständen 11 und 12 verbunden, sondern an einen Dreiecksgenerator 22 angeschlossen. Die Widerstände 11 und 12 entfallen. Darüber hinaus ist eine weitere identisch aufgebaute, weitere Gegentaktendstufe mit den Transistoren 17' und 18', mit den Dioden 19' und 20', den Widerständen 13' bis 16' sowie einem Komparator 21' vorgesehen. Die Sekundärwicklung 6 und der in Reihe dazugeschaltete Abschlußwiderstand 7 sind dabei zwischen die gekoppelten Emittoren der Transistoren 17 und 18 einerseits und die gekoppelten Emittoren der Transistoren 17' und 18' geschaltet. Der nicht invertierende Eingang des Komparators 21 ist schließlich an ein Referenzpotential R' und dessen invertierende Eingang ist unter Zwischenschaltung eines Widerstandes 23 an den Ausgang des Komparators 21 angeschlossen. Bei der Ausführungsform nach Fig. 2 wird anstelle einer bipolaren Spannungsversorgung wie beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 1 eine unipolare Spannungsversorgung verwendet. An die Stelle des negativen Versorgungspotentials $-V$ tritt daher das Bezugspotential G . Das negative Versorgungspotential $-V$ ist dabei nicht erforderlich. Bei gleichen Eigenschaften wie der Stromsensor nach Fig. 1 benötigt der Stromsensor nach Fig. 2 lediglich die halbe Versorgungsspannung.

Die Ausführungsform nach Fig. 3 geht aus der Ausführungsform nach Fig. 1 hervor, daß nunmehr der Sensor 3 direkt an den invertierenden Eingang des Schmitt-Triggers 10 angeschlossen ist. Zudem sind zwischen den Ausgang des Schmitt-Triggers 10 und den Widerstand 13 eine Zenerdiode 24 in Sperrichtung und ein in Reihe dazu liegender Widerstand 25 sowie zwischen den Ausgang des Schmitt-Triggers 10 und den Widerstand 14 eine Zenerdiode 20 in Sperrichtung und ein dazu in Reihe liegender Widerstand 27 geschaltet. Eine weitere Gegentaktendstufe weist einen Transistor 28 vom pnp-Typ auf, dessen Emittor mit dem positiven Versorgungspotential $+V$ und dessen Basis mit dem Knotenpunkt von Widerstand 13 und Widerstand 25 verbunden ist. Außerdem enthält die weitere Gegentaktendstufe einen Transistor 29 vom npn-Typ, dessen Emittor mit dem Bezugspotential G und dessen Basis mit dem Knotenpunkt von Widerstand 27 und Widerstand 14 verbunden ist. Die gekoppelten Kollektoren der Transistoren 28 und 29 bilden den Ausgang der weiteren Gegentaktendstufe, der über die Reihenschaltung aus Sekundärwicklung 5 und Abschlußwiderstand 7 mit dem Ausgang der ersten Gegentaktendstufe, nämlich den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18, verschaltet ist. Zudem sind die gekoppelten Kollektoren mit weiteren Freilaufdioden, den Dioden 30 und 31 in Sperrichtung, mit dem positiven Versorgungspotential $+V$ bzw. dem Bezugspotential G verbunden. Das Ausführungsbeispiel nach Fig. 3 umfaßt ebenfalls eine Brückenschaltung, deren Aufwand jedoch gegenüber dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 reduziert ist.

Die Ausführungsform nach Fig. 4 ist gegenüber der Ausführungsform nach Fig. 2 dahingehend abgeändert, daß der Sensor 3 direkt an den nicht invertierenden Eingang des Komparators 29 angeschlossen ist und somit gegenüber Fig. 2 die Auswerteschaltung 4 entfällt. Außerdem ist beim vorliegenden Ausführungsbeispiel anstelle einer Bipolartransistoren enthaltenden weiteren Gegentaktendstufe eine MOS-

Transistoren enthaltende weitere Gegentaktendstufe vorgesehen. Diese enthält einen MOS-Transistor 32 vom n-Kanal-Leitungstyp sowie einen MOS-Transistor 33 vom p-Kanal-Typ, deren Gate- und Drainanschlüsse jeweils miteinander gekoppelt sind. Die gekoppelten Gateanschlüsse der Transistoren 32 und 33 sind dabei mit den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18 verbunden und werden durch diese angesteuert. Die gekoppelten Drainanschlüsse der Transistoren 32 und 33 sind zum einen über die Reihenschaltung aus Sekundärwicklung 6 und Abschlußwiderstand 7 mit den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18 verbunden und zum anderen über jeweils eine Diode 34 bzw. 35 in Sperrichtung mit dem positiven Versorgungspotential $+V$ bzw. dem Bezugspotential G verbunden. Bei bestimmten MOS-Transistoren besteht sogar die Möglichkeit auf externe Freilaufdioden wie die Dioden 34 und 35 zu verzichten, da diese parasitäre, als Freilaufdioden wirkende Halbleiterübergänge aufweisen. Der Vorteil dieser bevorzugten Ausführungsform ist der äußerst geringe zusätzliche Aufwand für die Realisierung einer Treiberschaltung 5 in Brückenschaltung.

Die Ausführungsform nach Fig. 5 ist gegenüber der nach Fig. 2 dahingehend abgeändert, daß anstelle einer unipolaren eine bipolare Stromversorgung mit dem positiven Versorgungspotential $+V$, dem negativen Versorgungspotential $-V$ sowie dem Bezugspotential G verwendet wird und die Sekundärwicklung 2 in zwei Teilwicklungen 6' und 6'' aufgeteilt ist, die jeweils in Reihe zu einem Abschlußwiderstand 7' und 7'' zwischen das Bezugspotential G und jeweils den gekoppelten Kollektoren der Transistoren 17 und 18 bzw. Transistoren 17' und 18' die Spannung U_a ist dabei differentiell und kann zwischen den, dem Bezugspotential G abgewandten Anschlüssen der Abschlußwiderstände 7' und 7'' abgegriffen werden. Vorteilhaft ist, daß beide Versorgungspotentiale gleichmäßig belastet werden und darüber hinaus der meßbare Strom i_1 verdoppelt wird.

Abschließend sei darauf hingewiesen, daß bei Verwendung spezieller, beispielsweise bereits getakteter Sensoren die nachfolgende Signalaufbereitung und Pulsweitenmodulation abweichend von den in den Ausführungsbeispielen gezeigten Ausführungsformen erfolgen kann.

Patentansprüche

1. Stromsensor nach dem Kompensationsprinzip, bei dem das von einer vom zu messenden Strom durchflossenen Primärwicklung (1) erzeugte Magnetfeld durch den Kompensationsstrom in einer Sekundärwicklung (6) kompensiert wird und bei dem zur Steuerung des Kompensationsstromes mindestens ein vom Magnetfeld beeinflusster Sensor (3) Abweichungen vom Nullfluß erfaßt und diesen Meßwert einer Treiberschaltung (5) zur Erzeugung des Kompensationsstromes, wobei an den Ausgang der Treiberschaltung (5) die Sekundärwicklung (6) in Reihe zu einem Abschlußwiderstand (7) angeschlossen ist und am Abschlußwiderstand (7) eine dem zu messenden Strom proportionale Spannung (U_a) anliegt, dadurch gekennzeichnet, daß die Treiberschaltung (5) eine getaktete Verstärkeranordnung (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, die aus dem von der Auswerteschaltung (4) bereitgestellten linearen Meßwert einen entsprechenden pulsweitenmodulierten Kompensationsstrom zur Speisung der Sekundärwicklung (6) und des Abschlußwiderstandes (7) generiert, daß die Treiberschaltung (5) ferner einen Pulsweitenmodulator (10, 11, 12; 21, 22) zur Erzeugung eines pulsweitenmodulierten Steuersignals aus dem Meß-

wert sowie zwei durch das pulsweitenmodulierte Steuersignal gegenphasig zueinander angesteuerte Gegentakstendstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist,

daß die Sekundärwicklung (6) aus zwei Teilwicklungen (6', 6'') besteht, die jeweils in Reihe zu einem Abschlußwiderstand (7, 7'') zwischen die Ausgänge der beiden Gegentakstendstufen (13 bis 20, 13' bis 20') und ein Bezugspotential (G) geschaltet sind,

und daß die Wicklungsenden der Teilwicklungen derart an die Gegentakstendstufen (13 bis 20, 13' bis 20') angeschlossen sind, daß jede Teilwicklung (6', 6'') jeweils einen eigenen Kompensationsstrom und jeder Abschlußwiderstand (7, 7'') jeweils einen eigenen dem jeweils zu messenden Strom proportionale Einzelspannung liefert, wobei die dem zu messenden Gesamtstrom proportionale Spannung (Ua) gleich der Differenz der Einzelspannungen ist.

2. Stromsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Treiberschaltung (5) einen Pulsweitenmodulator (10, 11, 12; 21, 22) zur Erzeugung eines pulsweitenmodulierten Steuersignals aus dem Meßwert sowie zwei durch das pulsweitenmodulierte Steuersignal gegenphasig zueinander angesteuerte Gegentakstendstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) aufweist, wobei die Reihenschaltung aus Sekundärwicklung (6) und Abschlußwiderstand (7) zwischen die Ausgänge der beiden Gegentakstendstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) geschaltet ist.

3. Stromsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine Auswerteschaltung (4) zur Aufbereitung des vom Sensor (3) bereitgestellten Meßwertes zwischen Sensor (3) und Treiberschaltung (5) geschaltet ist.

4. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß zur Pulsweitenmodulation ein Schmitt-Trigger (10, 11, 12) vorgesehen ist, dessen Eingang der Meßwert des Sensors (3) zugeführt wird.

5. Stromsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß zur Pulsweitenmodulation ein Komparator (21, 22) vorgesehen ist, dessen einem Eingang der Meßwert des Sensors (3) zugeführt wird und an dessen anderen Eingang ein dreieckförmiges Taktsignal angelegt ist.

6. Stromsensor nach einem der Ansprüche 2 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß eine (13 bis 20) der beiden Gegentakstendstufen (13 bis 20, 13' bis 20'; 28 bis 31; 32 bis 35) in Bipolartechnik und die andere (32 bis 35) in MOS-Technik ausgeführt ist.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

FIG 1

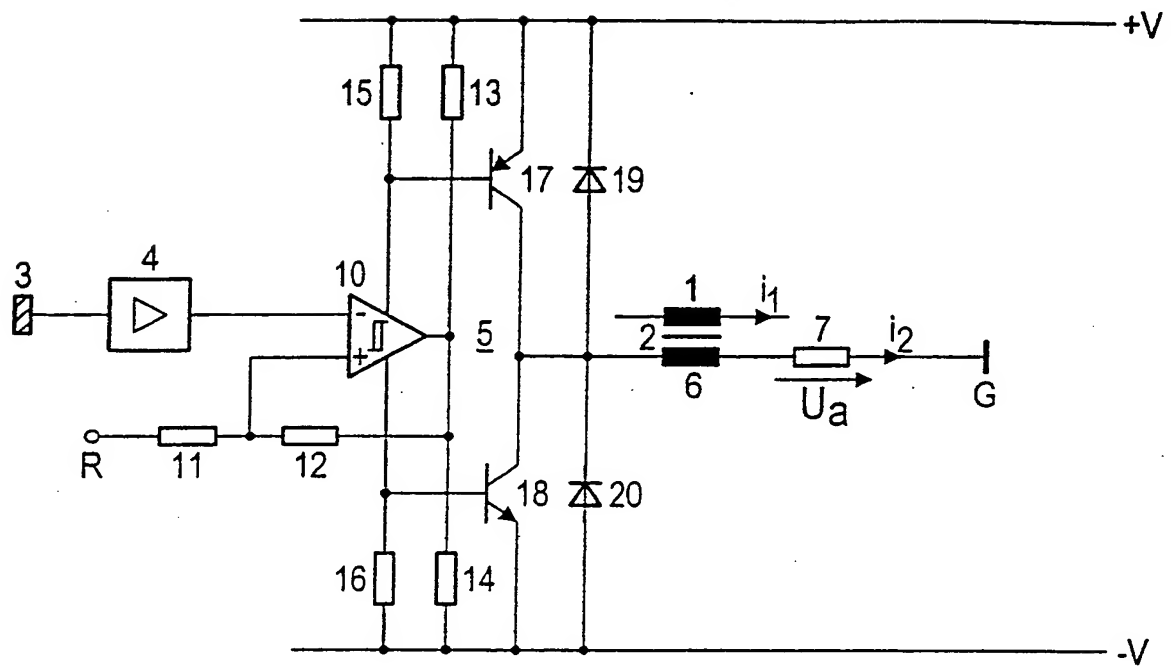


FIG 2

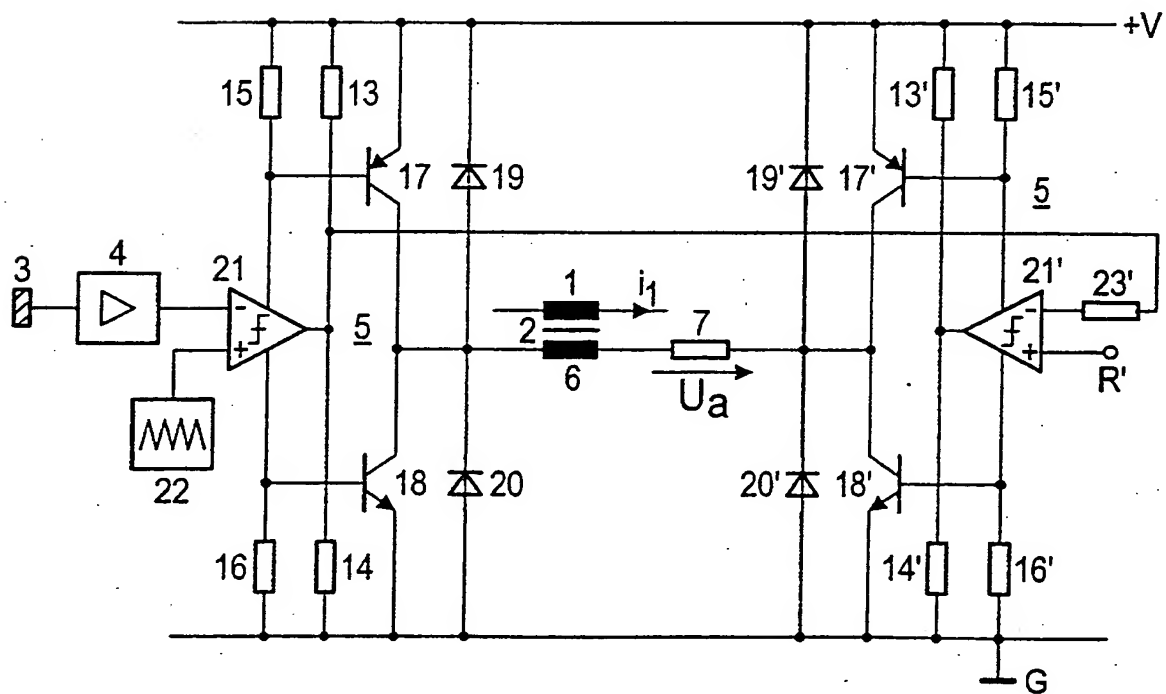


FIG 3

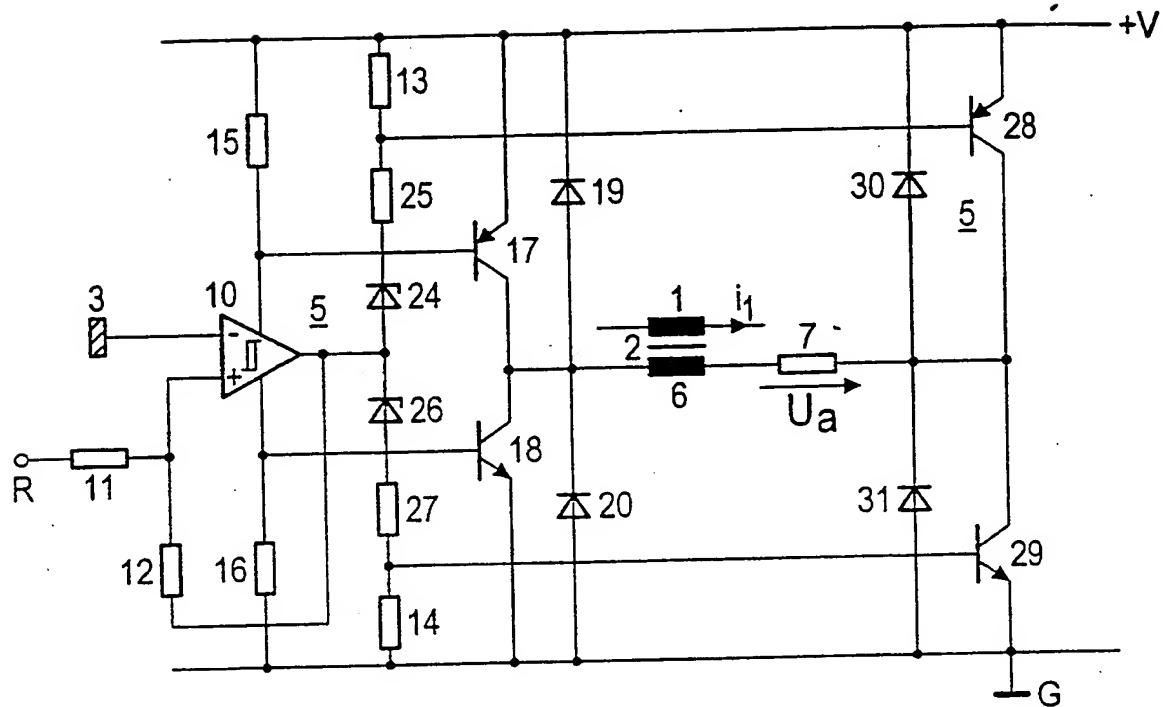


FIG 4

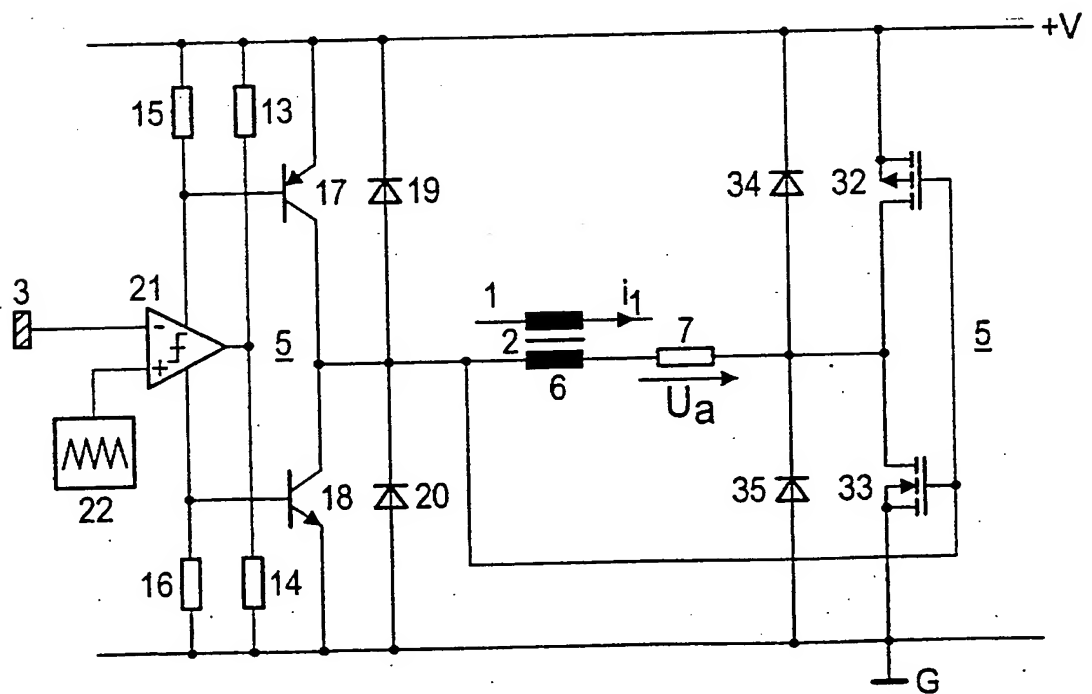


FIG 5

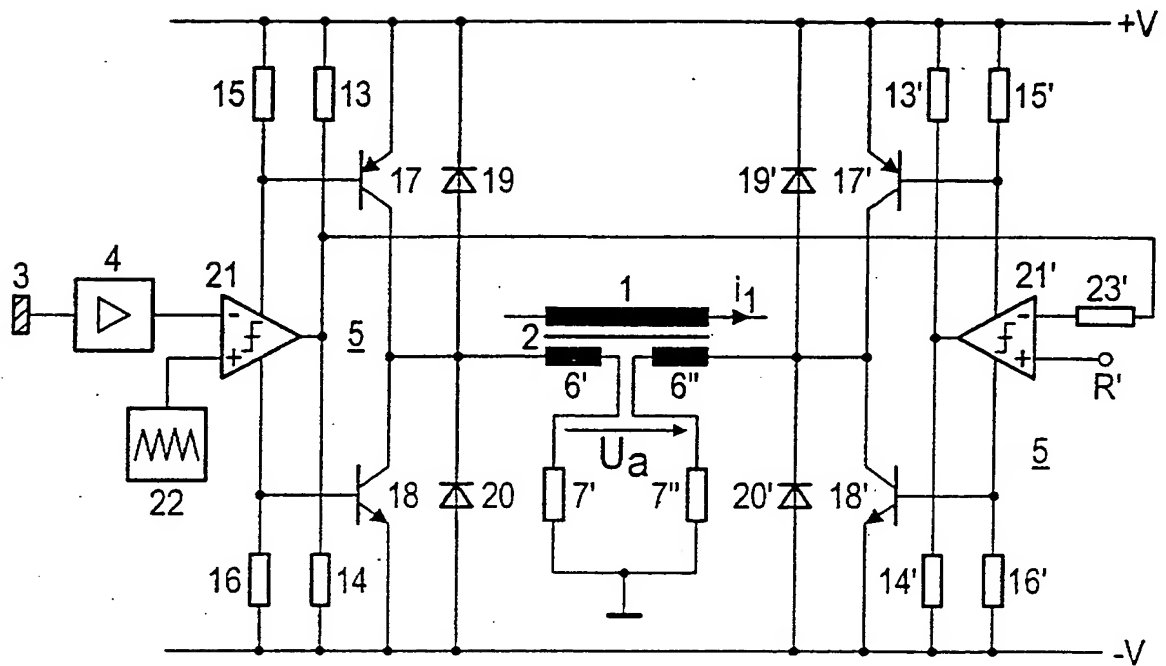
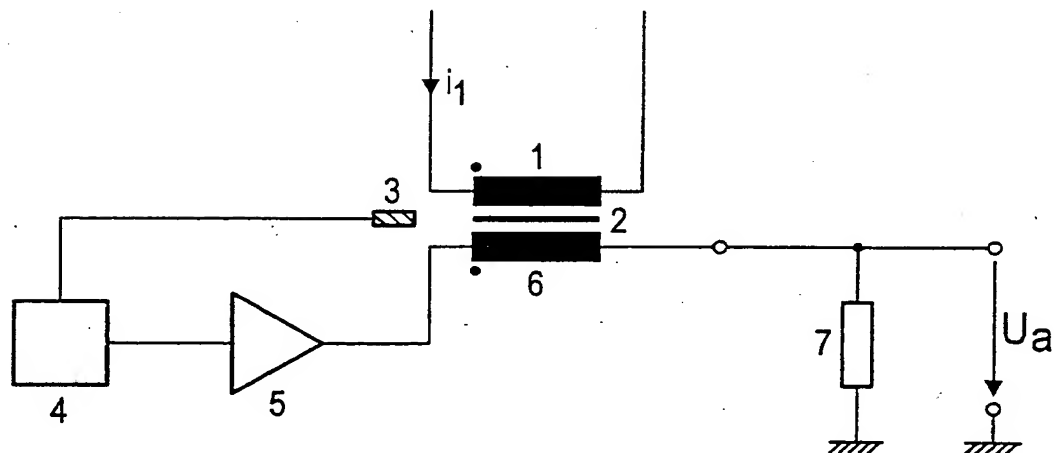


FIG 6



No English title available.

Patent Number: DE19705767
Publication date: 1998-08-27
Inventor(s): FRIEDRICH LENHARD DIPL ING (DE)
Applicant(s): VACUUMSCHMELZE GMBH (DE)
Requested Patent: DE19705767
Application Number: DE19971005767 19970214
Priority Number(s): DE19971005767 19970214
IPC Classification: G01R15/18
EC Classification: G01R15/18C2
Equivalents: WO9836281

Abstract

The invention relates to a current sensor working according to the compensation principle, wherein the magnetic field produced by the current to be measured and which flows through a primary winding (1) is compensated by a compensating current in a secondary winding (6) and wherein at least one sensor (3) affected by the magnetic field detects divergences from the zero current in order to control the compensating current and supplies a driver circuit (5) with said measuring value in order to produce a compensating current. The secondary winding (6) is series connected to a terminal resistor (7) at the output of the driver circuit (5). A current which is proportional to the current to be measured is applied to the terminal resistor (7). The driver circuit (5) has a clocked amplifier device (13-20; 13'-20'; 28-31; 32-35) which generates a corresponding pulse-width modulated compensating current from the linear measuring value provided by the evaluation circuit (4) in order to feed the secondary winding (6) and the terminal resistor (7).

Data supplied from the esp@cenet database - I2

DOCKET NO: MUH-12828

SERIAL NO: _____

APPLICANT: P. Beer et al.

LERNER AND GREENBERG P.A.

P.O. BOX 2480

HOLLYWOOD, FLORIDA 33022

TEL. (954) 925-1100